

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: 10013280 A

(43) Date of publication of application: 16.01.98

(51) Int. Cl
H04B 1/26
H03D 7/00
H03D 7/14
H04B 1/10

(21) Application number: 08161903

(71) Applicant: SANYO ELECTRIC CO LTD

(22) Date of filing: 21.08.98

(72) Inventor: KOBAYASHI KEIJI

(54) RADIO RECEIVER

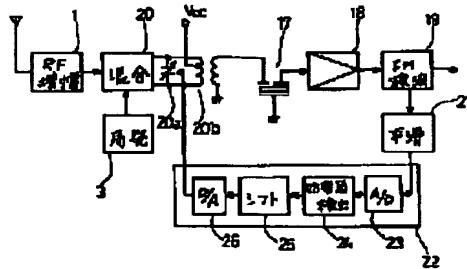
selection characteristic.

(57) Abstract:

COPYRIGHT: (C)1998,JPO

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide the radio receiver with a simple circuit configuration which prevents adjacent disturbances.

SOLUTION: An output signal from an FM detection circuit 19 is smoothed by a smoothing circuit 21 and fed to a microcomputer 22. An output signal from the smoothing circuit 22 is given to an A/D converter means 23, and a disturbing station is detected by a disturbing station detection means 24, depending on the digital value. Based on the detection result, a shift means 25 generates a shift signal, the shift signal is converted by a D/A converter means 26 and applied to a variable capacitor 20a. When a disturbing station is produced at a high-frequency side of a signal from a desired reception station, the frequency conversion characteristic of a mixer circuit 20 is shifted toward a low frequency side, and when the frequency of the desired station is produced at a low frequency of the desired reception station, the frequency conversion characteristic of the mixer circuit 20 is shifted toward the high frequency side, and the frequency of the disturbing station is attenuated by the frequency



Title of the Prior Art

Japanese Published Patent Application No. Hei.10-013280

Date of Publication: January 16, 1998

Concise Statement of Relevancy

This prior art discloses, in Figure 1, a radio receiver in which the capacitance value of a variable-capacitance capacitor 20a is varied by a microcomputer 22 in order to shift the frequency characteristic of a selection and tuning circuit which comprises the variable-capacitance capacitor 20a and a coil 20b disposed at the output end of a mixer 2 and determines the frequency selection characteristic of the radio receiver, toward the high-frequency side or the low-frequency side.

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平10-13280

(43)公開日 平成10年(1998)1月16日

(51) Int.Cl.⁶
H 04 B 1/26

識別記号

庁内整理番号

F I
H 04 B 1/26

技術表示箇所

G
C
J

H 03 D 7/00
7/14

H 03 D 7/00
7/14

D
D

審査請求 未請求 請求項の数4 OL (全 7 頁) 最終頁に統く

(21)出願番号 特願平8-161903

(71)出願人 000001889

(22)出願日 平成8年(1996)6月21日

三洋電機株式会社

大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号

(72)発明者 小林 啓二

大阪府守口市京阪本通2丁目5番5号 三

洋電機株式会社内

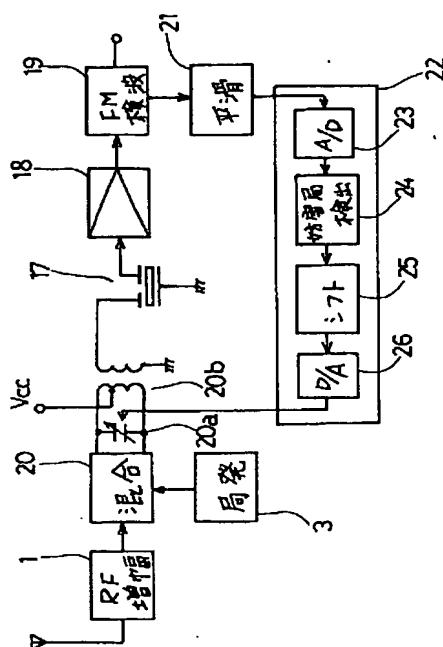
(74)代理人 弁理士 安富 耕二 (外1名)

(54)【発明の名称】 ラジオ受信機

(57)【要約】

【課題】簡単な回路構成で隣接妨害を防止するラジオ受信機を提供する。

【解決手段】FM検波回路19の出力信号は平滑回路21で平滑され、マイクコンピュータ22に印加される。平滑回路22の出力信号はA/D変換手段23でデジタル変換された後、そのデジタル値に応じて妨害局が妨害局検出手段24で検出される。検出結果に応じてシフト手段25はシフト信号を発生し、シフト信号はD/A変換手段26で変換された後、可変容量コンデンサー20aに印加される。妨害局が希望受信局の高域側に発生すると、混合回路20の周波数変換特性は低域側にシフトし、妨害局が希望受信局の低域側に発生すると、混合回路20の周波数変換特性は高域側にシフトし、周波数選択特性により妨害局が減衰される。



【特許請求の範囲】

【請求項1】周波数選択特性を有するとともに、RF信号と局部発振信号とを混合しIF信号を発生する混合回路と、前記IF信号をFM検波するFM検波回路とを備えるラジオ受信機において、
FM検波回路の出力信号に応じて隣接妨害局を検出する妨害局検出手段と、
該妨害局検出手段の出力信号に応じて前記混合回路の周波数選択特性をシフトするシフト手段と、
を備えることを特徴とするラジオ受信機。

【請求項2】前記混合回路は、負荷としてコイル及び可変容量コンデンサーから成る同調回路を有するダブルバランス型差動混合回路により構成され、前記シフト手段の出力信号に応じて可変容量コンデンサーの容量が変更されることを特徴とする請求項1記載のラジオ受信機。

【請求項3】前記妨害局検出手段は、隣接妨害局が希望受信局より高域側または低域側に発生することを検出するとともに、

シフト手段は、隣接妨害局が希望受信局より高域側で発生したとき前記混合回路の周波数選択特性を低域側にシフトさせ、隣接妨害局が希望受信局より低域側に発生したとき前記周波数特性を高域側にシフトさせることを特徴とする請求項1記載のラジオ受信機。

【請求項4】前記妨害局検出手段は、
前記FM検波回路の出力信号を平滑する平滑回路と、
該平滑回路の出力信号信号と少なくとも2つ以上の基準電圧とを比較する比較する手段とを備えたことを特徴とする請求項1記載のラジオ受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、隣接妨害を防止するラジオ受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】従来より、FMラジオ受信機において、希望受信局に隣接して妨害局が発生すると、隣接妨害局による悪影響が希望受信局に与えられるという問題が発生していた。このような隣接妨害局を排除する手段は特開平8-97738号公報に開示されている。図2は、隣接妨害局を排除し得るラジオ受信機である。

【0003】図2において、受信RF信号は、RF増幅回路1で増幅された後、混合回路2で局部発振回路3からの局部発振信号によりIF信号に周波数変換される。前記IF信号は第1バッファ回路4を介して第1フィルタ5に印加され、IF信号の帯域は第1通過帯域に制限される。第1フィルタ5の出力信号は第1IF増幅回路6で増幅された後、第3バッファ回路7に印加される。また、前記IF信号は第2バッファ回路8を介して第2フィルタ9に印加され、IF信号の帯域は第2通過帯域に制限される。第2IFフィルタ9の出力信号は第2IF増幅回路10で増幅された後第4バッファ回路11に

印加される。

【0004】第1及び第2IF増幅回路6及び10の出力信号は、第1及び第2レベル検出回路12及び13でそれぞれレベル検出された後、いずれの出力信号レベルが高いか否か比較回路15で比較される。ここで、第1通過帯域は第2通過帯域より広く設定され、第2通過帯域は受信局のIF信号のみが通過できるほどの帯域に設定されている。その為、妨害局が存在すると、第2レベル検出回路14の出力レベルが第1レベル検出回路13の出力レベルより低くなり、比較回路15の出力信号に応じて第3バッファ回路7はオフし第4バッファ回路11はオンする。その為、第4バッファ回路11の出力信号は第5バッファ回路16を介して第3フィルタ17に印加され、第3通過帯域に制限される。第3フィルタ17の出力信号はリミッタ增幅回路18で増幅された後、FM検波回路19でFM検波される。よって、妨害局が第2フィルタ9で排除されるので、隣接妨害が防止される。

【0005】また、妨害局が存在しない場合、第1及び第2レベル検出回路13及び14の出力レベルは略等しいので、比較回路15の出力信号に応じて第3バッファ回路7がオンし、第3バッファ回路7の出力信号がFM検波される。第1フィルタ5の遅延特性は第2フィルタ9の遅延特性より良好なため、歪率の良い検波出力信号が得られる。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、図2の回路では、フィルタ回路を多く使用すると共に、IF増幅段を2系統の信号路で構成するので、回路構成が複雑となるという問題があった。また、フィルタ回路を多く使用する図2の回路を集積化した場合、フィルタ回路は外付け回路となるので、外付け回路が多くなり、フィルタ用の外付けピンが多くなっていた。ICにおいては、外付けピンの数に制限があるので、フィルタ用の外付けピンを多く設けることは困難であった。よって、図2の回路はIC化に不向きであるという問題があった。

【0007】

【課題を解決するための手段】本発明は、周波数選択特性を有するとともに、RF信号と局部発振信号とを混合しIF信号を発生する混合回路と、前記IF信号をFM検波するFM検波回路とを備えるラジオ受信機において、FM検波回路の出力信号に応じて隣接妨害局を検出する妨害局検出手段と、該妨害局検出手段の出力信号に応じて前記混合回路の周波数選択特性をシフトするシフト手段とを備えることを特徴とする。

【0008】また、前記混合回路は、負荷としてコイル及び可変容量コンデンサーから成る同調回路を有するダブルバランス型差動混合回路により構成され、前記シフト手段の出力信号に応じて可変容量コンデンサーの容量が変更されることを特徴とする。さらに、前記妨害局検

出手段は、隣接妨害局が希望受信局より高域側または低域側に発生することを検出するとともに、シフト手段は、隣接妨害局が希望受信局より高域側で発生したとき前記混合回路の周波数選択特性を低域側にシフトさせ、隣接妨害局が希望受信局より低域側に発生したとき前記周波数特性を高域側にシフトさせることを特徴とする。

【0009】またさらに、前記妨害局検出手段は、前記FM検波回路の出力信号を平滑する平滑回路と、該平滑回路の出力信号信号と少なくとも2つ以上の基準電圧とを比較する比較する手段とを備えたことを特徴とする。

【0010】

【発明の実施の形態】図1は本発明の実施の形態を示す図であり、20は、可変容量コンデンサー20a及びコイル20bから成り周波数選択特性を定める選択同調回路を有する混合回路、21はFM検波回路19の出力信号を平滑する平滑回路、22は、平滑回路21の出力信号をデジタル変換するA/D変換手段23と、A/D変換手段23の出力信号を所定値と比較する比較手段によって妨害局を検出する妨害局検出手段24と、妨害局検出手段22の出力信号に応じて可変容量コンデンサー20aの容量を変更するためのシフト信号を発生するシフト手段25と、シフト手段25の出力信号をアナログ変換するD/A変換手段26とを有するマイクロコンピュータである。尚、図1において、図2の従来例と同一の回路については、図2と同一の符号を付す。

【0011】図1において、受信RF信号は、RF増幅回路1で増幅された後、混合回路20で局部発振回路3からの局部発振信号によってIF信号に周波数変換される。混合回路20の負荷は可変容量コンデンサー20a及びコイル20bから成る同調回路で構成され、混合回路は図3(イ)の実線の如き周波数選択特性を有する。前記特性は、図3(イ)の実線の如く、例えばIF信号の10.7MHzの中心周波数に対して±2MHzの通過帯域を有するように設定され、前記同調回路の同調周波数は後述されるマイクロコンピュータ22の出力信号により可変容量コンデンサー20aの容量が制御されることにより設定される。混合回路20の出力信号はIFフィルタ17で帯域制限された後、IF増幅回路18で増幅され、さらにFM検波回路19でFM検波される。

【0012】FM検波回路19の出力信号は平滑回路21で平滑され、平滑回路21の出力信号はA/D変換手段23でデジタル信号に変換された後、妨害局検出手段24に印加される。妨害局検出手段24において前記デジタル信号に基づき妨害局が検出され、その検出結果が妨害局検出手段24からシフト手段25に印加される。シフト手段25からは検出結果に応じてデジタルシフト信号が発生し、D/A変換手段26でアナログのシフト信号に変換される。前記シフト信号により可変容量コンデンサー22aの容量が制御され、混合回路20の周波数特性が高域側または低域側にシフトされる。

【0013】次に、マイクロコンピュータ22の動作を図4のフローチャートを参照して説明する。まず、平滑回路21の出力信号がA/D変換手段でデジタル変換された(S1)後、妨害局検出手段24で±Vaと比較される。尚、電圧±Vaは基準レベルVrefに対して図3(ロ)の如き関係を有し、また、基準レベルVrefはFM検波回路19においてIF信号の中心周波数に対する検波出力に相当するレベルである。電圧±Vaは、基準レベルVrefのデジタルデータに所定電圧データを加減算するか、またはマイクロコンピュータ22内で生成するかによって得られ、前記基準レベルVrefはマイクロコンピュータ22の内部で記憶しておく他、マイクロコンピュータ22が生成することにより得られる。妨害局検出手段24において、平滑回路21の出力レベルと電圧±Vaとが比較される。比較結果によって、妨害局が希望受信局の高域側にあるか低域側にあるかが判別される。即ち、平滑回路21の出力レベルが+Vaより高いと、妨害局が高域側にあると判別され、-Vaより低いと妨害局が低域側にあると判別され、さらに、±Va以内にあると妨害局がないと判別される(S2)。

【0014】まず、隣接妨害局がない場合、または、妨害局があっても電界強度が弱い場合、妨害局の影響を大きく受けないため図3の如く平滑回路21の出力信号は基準レベルVrefの近傍のレベルとなり、平滑回路21の出力信号が±Va以内であるので、シフト手段23から基準シフトデータが発生する。基準シフトデータはD/A変換手段26でアナログ変換され、混合回路20の可変容量コンデンサー20aに印加される(S3)。基準シフト信号は周波数選択特性が図3(イ)の実線の如き特性になるように設定されている。そして、ラジオ受信機は混合回路20の周波数特性がシフトされた状態で所定時間待機された(S4)後、S1に戻る。

【0015】また、受信希望局の高域側に妨害局が隣接する場合、FM検波回路19は妨害局によって高域側に離調するので、妨害局の電界強度が強くなるに従い平滑回路21の出力信号レベルは図3(ロ)の一点鎖線の如く高くなる。平滑回路21の出力レベルが電圧+Vaより高くなると、基準シフトデータに所定データが加算され、シフト手段25から第1シフトデータが発生する(S5)。第1シフトデータはD/A変換手段26でアナログ変換され、可変容量コンデンサー20aに印加される。その為、可変容量コンデンサー22aの容量は大きくなり、同調回路の同調周波数は低くなり、混合回路20の周波数選択特性は図3(イ)の一点鎖線の如く基準の周波数選択特性より低域側にシフトする(S6)。よって、希望放送局の高域側の混合回路20の減衰度は大きくなり、隣接妨害局を減衰させることができる。そして、所定時間経過した後(S7)、シフト手段25は基準シフトデータを発生し、混合回路20の周波数選択特

性は図3(イ)の実線の如き特性に戻る(S8)。そして、S1に戻り、混合回路20の周波数選択特性の調整動作が行われる。

【0016】さらに、受信希望局の低域側に妨害局が隣接する場合、FM検波回路19は妨害局によって低域側に離調するので、妨害局の電界強度が強くなるに従い平滑回路21の出力信号は図3(ロ)の二点鎖線の如く低くなる。平滑回路21の出力レベルが電圧-Vaより低くなると、基準シフトデータから所定データが減算され、シフト手段26から第2シフトデータが発生する(S9)。第2シフトデータはD/A変換手段26でアナログ変換され、可変容量コンデンサー20aに印加される。その為、可変容量コンデンサー22aの容量は小になり、同調回路の同調周波数は低くなり、混合回路20の周波数選択特性は図3(イ)の二点鎖線の如く基準の周波数選択特性より高域側にシフトする(S6)。よって、希望放送局の低域側の混合回路20の減衰度は大きくなり、隣接妨害局を減衰させることができる。そして、所定時間経過した後(S7)、シフト手段25は基準シフトデータを発生し、混合回路20の周波数選択特性は図3(イ)の実線の如き特性に戻る(S8)。そして、S1の戻り、混合回路20の周波数選択特性の調整動作が行われる。シフトされた混合回路20の周波数選択特性を元に戻し、妨害局を検出すれば、常に妨害局の影響を検出しそれに応じて混合回路20の周波数選択特性を変更することができるので、例えば車載用ラジオ受信機等の常に受信状態が変化するラジオ受信機において有効である。

*

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \times [L \times \{ \frac{1}{C_n} + \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \}]^{1/2}} \quad \dots (1)$$

となる。式(1)から明らかな如く、可変容量コンデンサー32の容量を小にすると同調周波数f1は高くなり、前記容量を大にすると同調周波数f1は低くなる。よって、マイクロコンピュータ22からの制御信号に応じて、混合回路の周波数選択特性は図3の如く変更される。

【0021】

【発明の効果】以上述べた如く、本発明に依れば、検波回路の出力信号に基づき隣接妨害局を検出し、その検出結果に応じて混合回路の周波数選択特性を変更するので、IF信号ラインを1系統にすることができる、回路構成を簡単にすることができます。また、IFフィルタ回路は1系統に必要な分だけで良いので、集積化した場合に外付け素子を削減でき、IC化に好適なラジオ受信機を提供できる。また、混合回路として、負荷にコイルと可変容量コンデンサーとから成る同調回路を備えるダブルバランス型差動増幅器を用いて、可変容量コンデンサー

*【0017】尚、判別時のしきい値を±Vaだけでなく2個以上設けることにより、妨害局の電界強度により平滑回路21の出力信号レベルの細かい判別を行うことができる。それぞれの比較回路の出力信号に応じて混合回路20の周波数選択特性のシフト量を変えれば、妨害局の電界強度に応じて減衰度が変わるので、効果的に妨害局を減衰させることができる。

【0018】

【実施例】図5は、混合回路20の具体回路例を示す図10であり、27はRF信号と周波数が同一で互いに逆相の信号を発生する信号発生回路、28は信号発生回路27の出力信号が印加される第1差動対、29及び30は互いに逆相の局部発振信号が印加される第2及び第3差動対、31は、可変容量コンデンサー32と、コンデンサー33乃至35と、コイル36及び37とからなる負荷である。尚、第1乃至第3差動対28乃至30の動作は従来のダブルバランス型混合回路と同一なため説明を省略する。

【0019】図5において、可変容量コンデンサー32の容量はマイクロコンピュータ22からの制御信号によって可変される。その為、コンデンサー32乃至35と、コイル36とから成る同調回路の同調周波数は変更され、混合回路の周波数選択特性が変更される。即ち、前記同調周波数f1は、可変容量コンデンサーCnとし、コンデンサー33乃至34の容量をC1乃至C3とし、コイル37のインダクタをLとすると、

【0020】

【数1】

1

$$\frac{1}{1 + \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}} \dots (1)$$

の容量を制御することにより周波数選択特性を制御するので、回路構成を簡単化することができます。

【0022】また、妨害局が希望局より高い周波数で発生した場合混合回路の周波数選択特性を低くし、妨害局が低い周波数で発生した場合前記周波数選択特性を高くするので、効果的に妨害局を減衰させ、隣接妨害を防止40することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の形態を示すブロック図である。

【図2】従来例を示すブロック図である。

【図3】本発明の動作説明に供するための特性図である。

【図4】本発明の動作説明に供するためのフローチャートである。

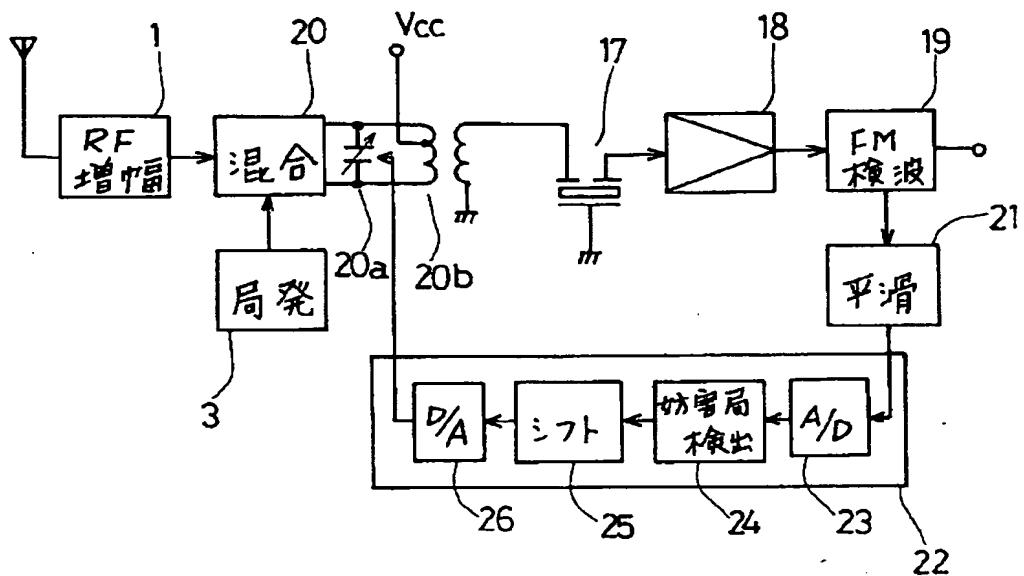
【図5】混合回路20の具体回路例を示す回路図である。

【符号の説明】

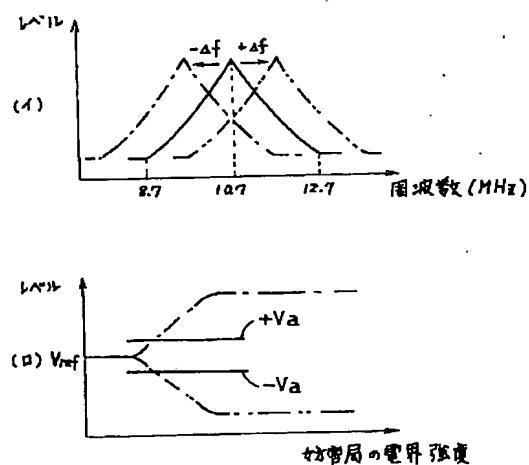
- 20 混合回路
21 平滑回路
22 マイクロコンピュータ
23 A/D変換手段

- 24 妨害局検出手段
25 シフト手段
26 D/A変換手段

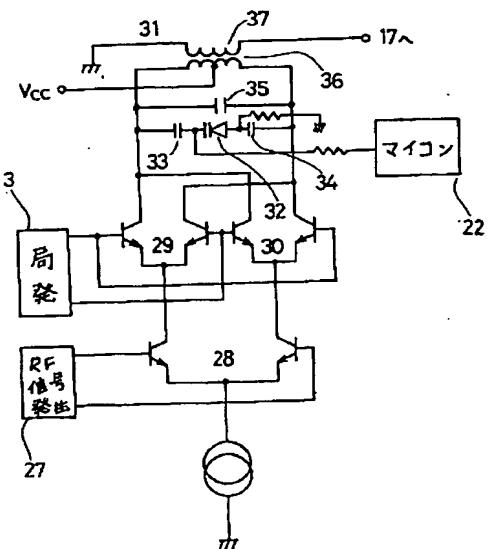
【図1】



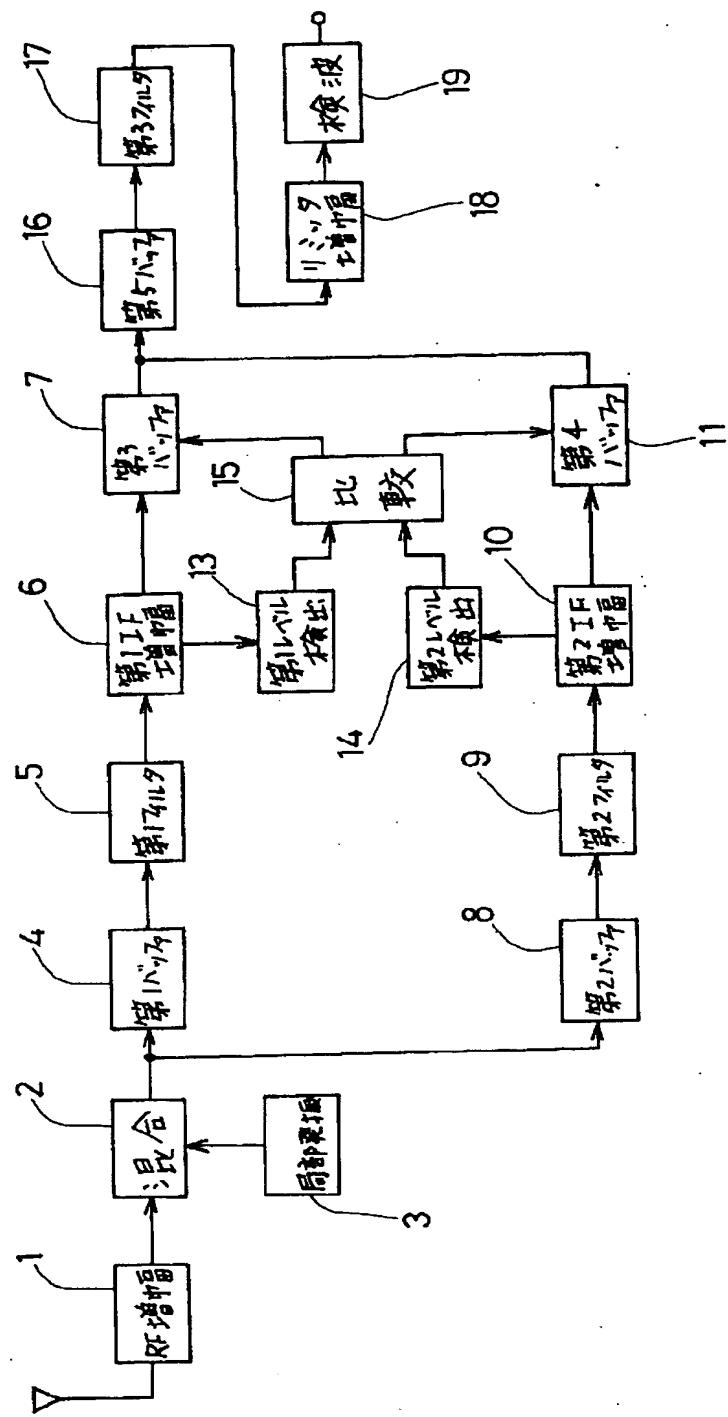
【図3】



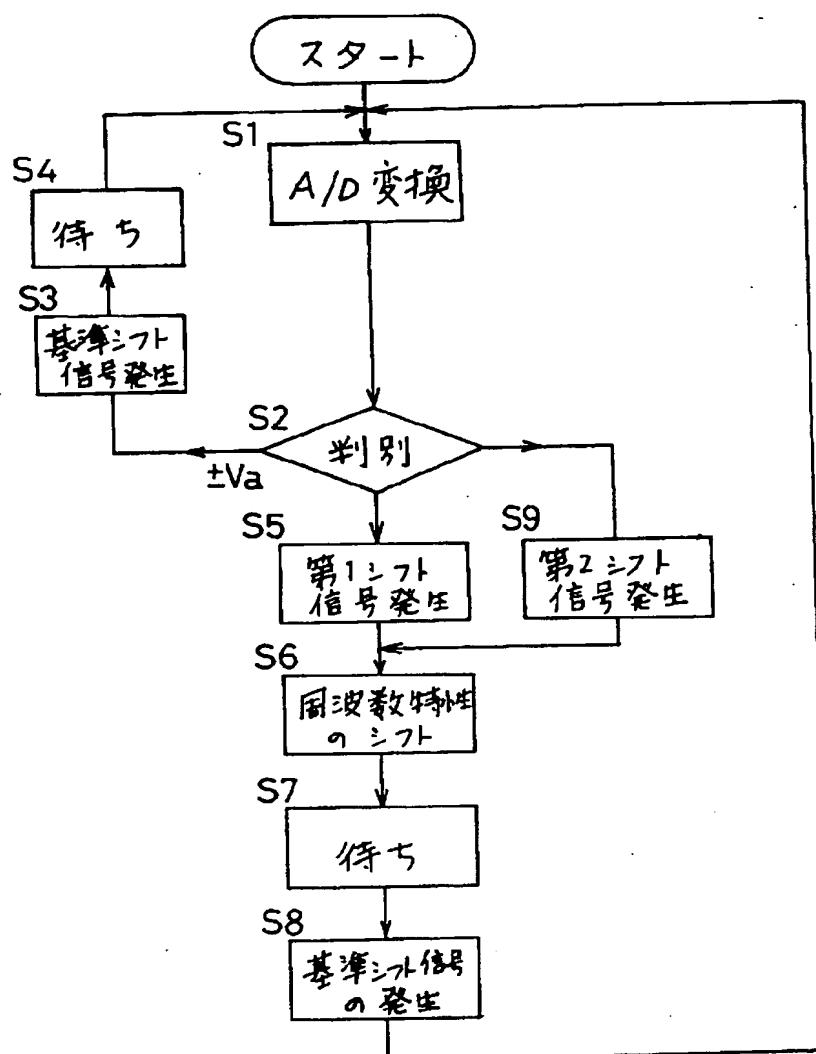
【図5】



【図2】



【図4】



フロントページの続き

(51) Int. Cl. 6

H 04 B 1/10

識別記号

府内整理番号

F I

H 04 B 1/10

技術表示箇所

G